

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2010-98786

(P2010-98786A)

(43) 公開日 平成22年4月30日(2010.4.30)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
HO2M 7/12 (2006.01)	HO2M 7/12 F	5H006
HO2M 7/48 (2007.01)	HO2M 7/48 F	5H007

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願2008-265195 (P2008-265195)
 (22) 出願日 平成20年10月14日 (2008.10.14)

(71) 出願人 000002853
 ダイキン工業株式会社
 大阪府大阪市北区中崎西2丁目4番12号
 梅田センタービル
 (74) 代理人 100088672
 弁理士 吉竹 英俊
 (74) 代理人 100088845
 弁理士 有田 貴弘
 (74) 代理人 100103229
 弁理士 福市 朋弘
 (72) 発明者 榊原 憲一
 滋賀県草津市岡本町字大谷1000番地の
 2 ダイキン工業株式会社滋賀製作所内
 Fターム(参考) 5H006 BB05 CA06 CB01 CC03 DB03
 DC05

最終頁に続く

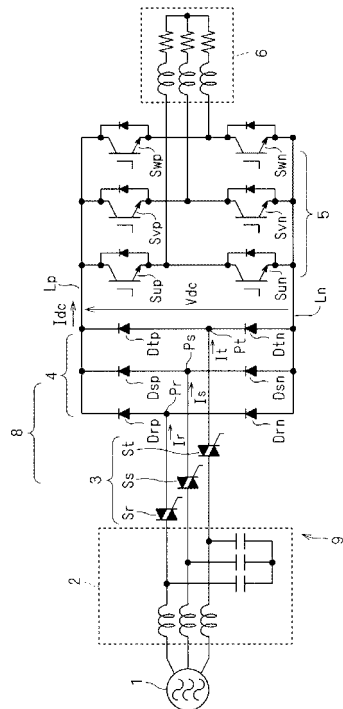
(54) 【発明の名称】 直接形交流電力変換装置及びその制御方法

(57) 【要約】

【課題】 コンバータにおける転流を実現するのに必要なゲート駆動電源の数及び電流が流れる経路において導通する素子の数を低減し、更に擬似的ではあるが零電流転流を実現する。

【解決手段】 双方向スイッチ S_r, S_s, S_t は、いずれもオン制御されて転流ターンオフ形である。ダイオードブリッジ4の入力端 P_r, P_s, P_t には、双方向スイッチ S_r, S_s, S_t を介して入力電流 I_r, I_s, I_t が流れる。これらはダイオードブリッジ4で転流され、一对の直流電源線間 L_p, L_n 間に整流電流 I_{dc} を出力する。インバータ5は直流電源線 L_p, L_n の間の電圧 V_{dc} から交流電圧 V_u, V_v, V_w を生成する。電圧形インバータ5の零ベクトルに基づく動作の終了前から継続して、双方向スイッチ S_r, S_s, S_t のいずれか二つをターンオンさせるためのトリガを与える。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

一対の直流電源線 (L_p , L_n) と、
 いずれもが、オン制御されて転流ターンオフ形である、第 1 乃至第 N の双方向スイッチ (S_r , S_s , S_t) と、前記第 1 乃至第 N の双方向スイッチのそれぞれに接続された第 1 乃至第 N の入力端 (P_r , P_s , P_t) を有し、前記第 1 乃至第 N の入力端に流れる入力電流 (I_r , I_s , I_t) を転流して前記一対の直流電源線間に整流電流 (I_{dc}) を出力するダイオードブリッジ (4) とを有するコンバータ (8) と、
 空間ベクトル変調を用いたパルス幅変調に基づくスイッチングを行って、前記一対の直流電源線の間電圧 (V_{dc}) から M 相の交流電圧 (V_u , V_v , V_w) を生成する電圧形インバータ (5) と
 を備える直接形交流電力変換装置 (9)。

10

【請求項 2】

前記双方向スイッチ (S_r , S_s , S_t) は、フォトトライアック (M_2) と、前記フォトトライアックと光結合する発光ダイオード (M_3) と、前記フォトトライアックによって駆動されるトライアック (M_1) とを有する、請求項 1 記載の直接形交流電力変換装置。

【請求項 3】

請求項 1 記載の直接形交流電力変換装置を制御する方法であって、
 前記電圧形インバータ (5) の零ベクトル (V_0) に基づく動作の終了前から継続して、前記第 1 乃至第 N の双方向スイッチ (S_r , S_s , S_t) のいずれか二つをターンオンさせるためのトリガを与える、直接形交流電力変換装置の制御方法。

20

【請求項 4】

前記電圧形インバータ (5) ではキャリア (C) と信号波との比較によって前記パルス幅変調に基づくスイッチングが行われ、
 活性化した前記トリガは前記キャリアが極値を採るまで活性化し続ける、請求項 3 記載の直接形交流電力変換装置の制御方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は、いわゆる直接形交流電力変換器において、いわゆる零電流転流を行う技術に関する。

30

【背景技術】

【0002】

インバータの主回路構成としては、間接形交流電力変換器が一般に用いられている。間接形交流電力変換器では、整流回路によって商用交流を直流に変換し、更に平滑回路を経て電圧形変換器に電力が供給され、当該電圧形変換器から交流出力が得られる。

【0003】

一方、マトリックスコンバータのように、平滑回路を用いずに交流 - 交流変換を行う、直接形交流電力変換器も知られている。マトリックスコンバータは、スイッチング素子群における転流を用いることにより、交流 - 交流変換を行う。

40

【0004】

但し、マトリックスコンバータは下掲の特許文献 1, 2 に紹介されているとおり、平滑回路を伴わない直流リンクを介して、仮想的な交流 - 直流変換器と、仮想的な直流 - 交流変換器とが結合された構成の動作に基づいて、上記スイッチング素子群の転流を制御することができる。

【0005】

また、非特許文献 1 に紹介されているように、平滑回路を伴わない直流リンクを介して、交流 - 直流変換器と直流 - 交流変換器とが結合された構成も、マトリックスコンバータの一態様として提案されている。

50

【 0 0 0 6 】

よって形式上で直流リンクを有しているか否かを問わず、実質的な平滑回路を介することなく交流電力変換を行う回路を、本願では直接形交流電力変換器と称する。

【 0 0 0 7 】

かかる直接形交流電力変換器では、商用周波数による電圧脈動を平滑する大型のコンデンサ、リアクトルが不要となることから、変換器の小型化が期待でき、次世代の電力変換器として近年注目されつつある。

【 0 0 0 8 】

特許文献3では、コンバータとインバータを接続し、当該インバータを零ベクトルに基づいて動作させて、インバータに電流が入力しないときにコンバータを転流させる技術（以下では「零電流転流」とも表現する）が採用された直接形交流電力変換器が紹介されている。またコンバータとインバータとでキャリアを共用できる技術も紹介されている。また、非特許文献2ではコンバータの能動素子の個数を減らした直接形交流電力変換器構成が紹介されている。

10

【 0 0 0 9 】

【非特許文献1】Lixiang Wei, Thomas.A Lipo, "A Novel Matrix Converter Topology With Simple Commutation", IEEE IAS 2001, vol.3, 2001, pp1749-1754.

【非特許文献2】Lixiang Wei, Thomas.A Lipo, Ho Chan "Matrix Converter Topology With Reduced Number of Switches", Proc of PESC 2002, vol.1, 2002, pp57-63

【特許文献1】特開2004-222338号公報

20

【特許文献2】特開2004-364477号公報

【特許文献3】特開2007-312589号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 1 0 】

図6及び図7は、それぞれ非特許文献2においてFig.5(a)(b)として紹介された、従来の直接形交流電力変換器の構成を示す回路図である。図6及び図7で附加された符号はFig.5(a)(b)で使用されたものを、添字の大きさを変更したものの、そのまま記載している。よってこれらの符号が後述される実施の形態の符号とは、必ずしも整合するものではない。

30

【 0 0 1 1 】

図6に示された構成では、コンバータは6個のトランジスタ S_{ap} , S_{bp} , S_{cp} , S_{an} , S_{bn} , S_{cn} 及びダイオード6個で構成されている。そして一つの相についての線電流が電源側から入力される場合、当該電流は二つの素子（トランジスタ一つとダイオード一つ）を流れる。図7に示された構成では、コンバータは3個のトランジスタ S_a , S_b , S_c 及び12個のダイオードで構成されている。一つの相についての線電流が電源側から入力される場合、当該電流は3つの素子（トランジスタ一つとダイオード二つ）を流れる。

【 0 0 1 2 】

よって電力ロスの観点では図6に示された構成の方が、図7に示された構成よりも望ましい。

40

【 0 0 1 3 】

しかしながら、図6に示された構成では、コンバータにおける転流を実現するのに、その上アームのトランジスタ S_{ap} , S_{bp} , S_{cp} のそれぞれを駆動するゲート駆動電源の他、下アームのトランジスタ S_{an} , S_{bn} , S_{cn} を駆動するゲート駆動電源が必要となる。これに対して図7に示された構成ではコンバータにおける転流を実現するのに、3個のトランジスタ S_a , S_b , S_c のそれぞれを駆動するゲート駆動電源で足りる。よってゲート駆動電源の個数の観点からは図7に示された構成の方が、図6に示された構成よりも望ましい。

【 0 0 1 4 】

50

そこで本願は、コンバータにおける転流を実現するのに必要なゲート駆動電源の数及び電流が流れる経路において導通する素子の数を低減し、更に擬似的ではあるが零電流転流を実現する技術を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0015】

この発明にかかる直接形交流電力変換装置の第1の態様は、一对の直流電源線（ L_p ， L_n ）と、コンバータ（8）と、電圧形インバータ（5）とを備える。前記コンバータは、第1乃至第Nの双方向スイッチ（ S_r ， S_s ， S_t ）と、ダイオードブリッジ（4）とを有する。前記第1乃至第Nの双方向スイッチのいずれもが、オン制御されて転流ターンオフ形である。前記ダイオードブリッジは、前記第1乃至第Nの双方向スイッチのそれぞれに接続された第1乃至第Nの入力端（ P_r ， P_s ， P_t ）を有し、前記第1乃至第Nの入力端に流れる入力電流（ I_r ， I_s ， I_t ）を転流して前記一对の直流電源線間に整流電流（ I_{dc} ）を出力する。前記電圧形インバータは、空間ベクトル変調を用いたパルス幅変調に基づくスイッチングを行って、前記一对の直流電源線の間電圧（ V_{dc} ）からM相の交流電圧（ V_u ， V_v ， V_w ）を生成する。

10

【0016】

この発明にかかる直接形交流電力変換装置の第2の態様は、その第1の態様であって、前記双方向スイッチ（ S_r ， S_s ， S_t ）は、フォトトライアック（ M_2 ）と、前記フォトトライアックと光結合する発光ダイオード（ M_3 ）と、前記フォトトライアックによって駆動されるトライアック（ M_1 ）とを有する。

20

【0017】

この発明にかかる直接形交流電力変換装置の制御方法の第1の態様は、直接形交流電力変換装置の第1の態様を制御する方法である。そして前記電圧形インバータ（5）の零ベクトル（ V_0 ）に基づく動作の終了前から継続して、前記第1乃至第Nの双方向スイッチ（ S_r ， S_s ， S_t ）のいずれか二つをターンオンさせるためのトリガを与える。

【0018】

この発明にかかる直接形交流電力変換装置の制御方法の第2の態様は、その第1の態様であって、前記電圧形インバータ（5）ではキャリア（ C ）と信号波との比較によって前記パルス幅変調に基づくスイッチングが行われ、活性化した前記トリガは前記キャリアが極値を採るまで活性化し続ける。

30

【発明の効果】

【0019】

この発明にかかる直接形交流電力変換装置の第1の態様によれば、電圧形インバータが零ベクトルで動作するときには整流電流は実質的には零となる。整流電流が実質的に流れなければ入力電流が実質的に流れず、転流ターンオフ形の第1乃至第Nの双方向スイッチは外部からの制御を必要とせずにターンオフする。よって従来の電流形コンバータと比較して、転流のための回路構成が簡単となり、また電流が流れる経路において導通する素子の数が低減される。

【0020】

また、双方向スイッチがオンからオフへとスイッチングする時点では殆ど電流が流れていないので、当該スイッチングに伴うロスは小さい。

40

【0021】

この発明にかかる直接形交流電力変換装置の第2の態様によれば、双方向スイッチを駆動するための電源を準備する必要がない。

【0022】

この発明にかかる直接形交流電力変換装置の制御方法の第1の態様によれば、電圧形インバータが零ベクトルから零ベクトル以外の電圧ベクトルへと遷移することを契機として、第1乃至第Nの双方向スイッチには入力電流が流れてターンオンする。よって、零ベクトル以外の電圧ベクトルで動作する期間の最初から整流電流が出力される。

【0023】

50

この発明にかかる直接形交流電力変換装置の制御方法の第2の態様によれば、電圧形インバータで零ベクトルが採用される期間における自動的なターンオフを避けて、双方向スイッチがターンオンする。

【発明を実施するための最良の形態】

【0024】

図1は、本発明が適用可能な直接形電力変換器9の構成を示す回路図である。直接形電力変換器9は、コンバータ8とインバータ5と、両者を接続する一对の直流電源線 L_p 、 L_n とを有している。

【0025】

コンバータ8は電流形整流回路として機能し、交流電源1から得られる三相（ここではR相、S相、T相とする）交流電圧 V_r 、 V_s 、 V_t を整流し、一对の直流電源線 L_p 、 L_n に対して整流電圧 V_{dc} を出力する。コンバータ8の整流の対象は三相電圧に限定されず、他の多相電圧であってもよい。

【0026】

コンバータ8は双方向スイッチ群3とダイオードブリッジ4とを有する。双方向スイッチ群3は双方向スイッチ S_r 、 S_s 、 S_t で構成される。ダイオードブリッジ4は入力端 P_r 、 P_s 、 P_t を有し、これらはそれぞれ双方向スイッチ S_r 、 S_s 、 S_t の一端に接続される。

【0027】

双方向スイッチ S_r 、 S_s 、 S_t はいずれも外部からのゲート信号でターンオンし、ゲート信号によってターンオフするのではなく、自身に流れる電流が保持電流以下となってターンオフする。つまり双方向スイッチ S_r 、 S_s 、 S_t はオン制御され、かつ転流ターンオフ形であり、例えば逆方向に並列に接続された一对のサイリスタ、あるいは双方向サイリスタが採用される。以下、双方向スイッチ S_r 、 S_s 、 S_t をそれぞれターンオンさせるゲート信号を S_r^* 、 S_s^* 、 S_t^* とする。

【0028】

図2は双方向サイリスタの特性を模式的に示すグラフである。双方向サイリスタの両端に印加される電圧 V_f が大きくても、双方向サイリスタのゲートに供給される電流 I_g が小さいと、双方向サイリスタに流れる電流 I_f は非常に小さい。電流 I_g が大きい程、小さな電圧 V_f でターンオンして電流 I_f が急激に流れだす。他方、電流 I_f が保持電流 I_{h1} 、 I_{h2} 以下になれば電圧 V_f が大きくてもターンオフする。図2には、電流 I_g が零であっても電流 I_f が保持電流 I_{h1} （又は I_{h2} ）以上となる電圧 V_f であって最も零に近い値であるブレークアウト電圧 V_{BO1} （又は V_{BO2} ）も併記した。

【0029】

図3は双方向スイッチ S_r 、 S_s 、 S_t に採用できる構成を示す回路図である。双方向スイッチ S_j には端子 J_1 ～ J_4 が設けられる。端子 J_1 、 J_2 の間には第1双方向サイリスタ M_1 と第2双方向サイリスタ M_2 が設けられ、端子 J_3 、 J_4 の間には発光ダイオード M_3 が設けられる。第1双方向サイリスタ M_1 は第2双方向サイリスタ M_2 によって駆動される。具体的には第1双方向サイリスタ M_1 のターンオンは、第2双方向サイリスタ M_2 がオンすることによって発生する。第2双方向サイリスタ M_2 はフォトサイリスタであり、これに発光ダイオード M_3 が光結合する。第2双方向サイリスタ M_2 は発光ダイオード M_3 による光トリガでターンオンする。

【0030】

よって端子 J_3 から端子 J_4 へと電流を流すことにより、端子 J_1 、 J_2 間がターンオンする。また端子 J_1 、 J_2 間に流れる電流が所定値（双方向サイリスタの保持電流に相当）よりも小さくなれば、端子 J_1 、 J_2 間がターンオフする。

【0031】

図1に戻って説明を続ける。ダイオードブリッジ4は入力端 P_r 、 P_s 、 P_t のそれぞれに流れる入力電流 I_r 、 I_s 、 I_t を転流し、直流電源線 L_p 、 L_n 間に整流電流 I_{dc} を出力する。具体的には添字 r 、 s 、 t を代表して添字 j を用い、添字 p 、 n を代表し

10

20

30

40

50

て添字 k を用いれば、入力端 P_j と直流電源線 L_k との間にダイオード D_{jk} が設けられている。いずれのダイオード D_{jk} のカソードも直流電源線 L_p 側に、アノードも直流電源線 L_n 側に、それぞれ配置される。つまりダイオードブリッジ 4 自体には能動素子は含まれず、自然転流が行われる。

【0032】

双方向スイッチ群 3 は三相電源 1 に接続され、双方向スイッチ S_r, S_s, S_t の他端（ダイオードブリッジ 4 と反対側）には三相電圧が印加される。双方向スイッチ群 3 は三相電源 1 との間には、図示されるように、コンデンサとインダクタで構成されたフィルタ 2 が介在してもよい。

【0033】

インバータ 5 は例えば電圧形インバータであり、直流電源線 L_p, L_n 間の電圧 V_{dc} を入力し、三相（ここでは U 相、V 相、W 相とする）交流電圧 V_u, V_v, V_w を出力する。インバータ 5 の出力は三相電圧に限定されず、他の多相電圧であってもよい。ここではインバータ 5 は負荷 6 に対して上記交流電圧を出力する。

【0034】

インバータ 5 は瞬時空間ベクトル制御（以下、単に「ベクトル制御」と称す）に従ったパルス幅変調で動作する。

【0035】

負荷 6 は例えば誘導性負荷であって、Y 結線されて交流電圧 V_u, V_v, V_w が印加される三相コイルを有するモータである。回路図上は三相コイルの各々の抵抗成分が、当該コイルに直列接続される抵抗として記載されている。

【0036】

インバータ 5 は、直流電源線 L_p, L_n 間で並列に接続された複数の電流経路を有する。

【0037】

インバータ 5 の電流経路のうち U 相に対応するものは、直流電源線 L_p, L_n 間で直列に接続された一対のスイッチング素子 S_{up}, S_{un} を含む。スイッチング素子 S_{up}, S_{un} 同士の接続点からは出力電圧 V_u が得られる。インバータ 5 の電流経路のうち V 相に対応するものは、直流電源線 L_p, L_n 間で直列に接続された一対のスイッチング素子 S_{vp}, S_{vn} を含む。スイッチング素子 S_{vp}, S_{vn} 同士の接続点からは出力電圧 V_v が得られる。インバータ 5 の電流経路のうち W 相に対応するものは、直流電源線 L_p, L_n 間で直列に接続された一対のスイッチング素子 S_{wp}, S_{wn} を含む。スイッチング素子 S_{wp}, S_{wn} 同士の接続点からは出力電圧 V_w が得られる。

【0038】

スイッチング素子 S_{up}, S_{vp}, S_{wp} は直流電源線 L_p 側に接続される。以下ではこれらのスイッチング素子を上アーム側のスイッチング素子として把握する。スイッチング素子 S_{un}, S_{vn}, S_{wn} は直流電源線 L_n 側に接続される。以下ではこれらのスイッチング素子を下アーム側のスイッチング素子として把握する。

【0039】

上述のスイッチング素子 $S_{up}, S_{vp}, S_{wp}, S_{un}, S_{vn}, S_{wn}$ 自体の構成は公知であって、例えば非特許文献 1 にも例示されている。図 1 ではこれらのスイッチング素子の構成として、IGBT（絶縁ゲート型バイポーラトランジスタ）及び還流ダイオードの並列接続が例示されている。

【0040】

インバータ 5 はベクトル制御の下で動作する。スイッチング素子 $S_{up}, S_{vp}, S_{wp}, S_{un}, S_{vn}, S_{wn}$ は制御信号たるゲート信号 $S_{up}^*, S_{vp}^*, S_{wp}^*, S_{un}^*, S_{vn}^*, S_{wn}^*$ によってその動作が制御され、これらのゲート信号が論理値 “1” / “0” を採るときに対応するスイッチング素子がそれぞれ導通 / 非導通するとして説明する。いわゆるデッドタイムを除いて考えれば、ゲート信号 $S_{up}^*, S_{vp}^*, S_{wp}^*$ は、ゲート信号 $S_{un}^*, S_{vn}^*, S_{wn}^*$ と相補的な値を採る。即ち添字 u, v, w

10

20

30

40

50

を代表して添字 q を用いれば、信号 S_{qp}^* 、 S_{qn}^* の排他的論理和は “ 1 ” である。

【 0 0 4 1 】

このようなベクトル制御において採用されるベクトル V_x ($x = 0 \sim 7$ の整数) の添字 x は、 $4 \cdot S_{up}^* + 2 \cdot S_{vp}^* + S_{wp}^*$ で与えられる。例えば上アーム側のスイッチング素子 S_{up} 、 S_{vp} 、 S_{wp} が全て非導通であれば下アーム側のスイッチング素子 S_{un} 、 S_{vn} 、 S_{wn} の全てが導通する。この場合 $x = 0$ であり、インバータ 5 はベクトル V_0 という零ベクトルの一つの状態にあることになる。

【 0 0 4 2 】

逆に上アーム側のスイッチング素子 S_{up} 、 S_{vp} 、 S_{wp} が全て導通すれば下アーム側のスイッチング素子 S_{un} 、 S_{vn} 、 S_{wn} の全てが非導通である。この場合 $x = 7$ であり、インバータ 5 はベクトル V_7 という、ベクトル V_0 とは異なる零ベクトルの状態にあることになる。

10

【 0 0 4 3 】

図 4 はゲート信号生成回路 6 の構成を示すブロック図である。ゲート信号生成回路 6 はコンバータ制御部 60、インバータ制御部 61 を備えている。

【 0 0 4 4 】

コンバータ制御部 60 は、電源同期信号として電圧 V_r の位相を示す角度 θ_r を入力し、ゲート信号 S_{r}^* 、 S_{s}^* 、 S_{t}^* を出力する。

【 0 0 4 5 】

インバータ制御部 61 は、角度 θ_r と、インバータ 4 の運転周波数の指令値 f^* 、電圧指令値 v^* 、位相指令値 θ^* (これらを「インバータ指令値」と総称する) とを入力し、上述のゲート信号 S_{up}^* 、 S_{vp}^* 、 S_{wp}^* 、 S_{un}^* 、 S_{vn}^* 、 S_{wn}^* を出力する。

20

【 0 0 4 6 】

コンバータ制御部 60 及びインバータ制御部 61 の構成には、特許文献 3 で「制御部 3」として示された構成を採用することができる。

【 0 0 4 7 】

コンバータ制御部 60 は台形状電圧指令生成部 601 と、中間相検出部 602 と、比較部 603 と、キャリア生成部 604 と、電流形ゲート論理変換部 609 とを備えている。これらはそれぞれ特許文献 3 にいう「台形状電圧指令信号生成部 11」、「中間相検出部 14」、「比較部 12」、「キャリア信号生成部 15」、「電流形ゲート論理変換部 13」と同じ機能を果たす。

30

【 0 0 4 8 】

台形状電圧指令生成部 601 は、角度 θ_r に基づき、電圧 V_r を基準としてコンバータ 8 の電圧指令 V_{r}^* 、 V_{s}^* 、 V_{t}^* を生成する。これらの電圧指令はいずれも 360 度周期で台形波状の波形を呈し、相互に 120 度の位相でずれる。当該台形波状の波形は、120 度で連続する平坦区間の一对と、これら一对の平坦区間をつなぐ 60 度の傾斜領域の一对を有する台形波を呈する。傾斜領域は、例えばその中央を位相の基準に採り、当該波形の最小値、最大値 (これらは平坦区間で現れる) をそれぞれ値 0、1 として、 $(1 - 3 \tan \theta) / 2$ あるいは $(1 + 3 \tan \theta) / 2$ として表される。かかる傾斜領域の求め方及びその利点は特許文献 3 に紹介されており、かつ本願とは直接の関連は無いため、詳細は省略する。

40

【 0 0 4 9 】

中間相検出部 602 は電圧指令 V_{r}^* 、 V_{s}^* 、 V_{t}^* のうち、最大値を採る最大相でもなく、最小値を採る最小相でもない、換言すれば傾斜領域を呈するものを選択する。コンバータ 8 は電流形整流器であるので、原則的には最大相に対応する上アーム側ダイオードと、最小相に対応する下アーム側ダイオードに電流が流れ、中間相に対応する上アーム側ダイオードと下アーム側ダイオードとに交互に電流が流れて動作する。

【 0 0 5 0 】

例えば電圧指令 V_{r}^* 、 V_{t}^* がそれぞれ最大値及び最小値を呈する平坦区間を採り、電圧指令 V_{s}^* が傾斜領域を採る場合を想定する。なお、以下では特に断らない限り、直接

50

形電力変換器 9 及びゲート信号生成回路 6 はかかる状況で動作している場合を想定する。電圧指令 $V r^*$, $V s^*$, $V t^*$ は位相のずれを除けば同一の波形を呈するので、このような想定を行っても、一般性を失わない。

【0051】

このような場合、中間相検出部 602 は電圧指令 $V s^*$ を選択する。そして値 $V r^* - V s^*$ ($= 1 - V s^*$) と値 $V s^* - V t^*$ ($= V s^*$) の比が、ダイオード $D r p$ が導通する期間とダイオード $D s p$ が導通する期間の比となる。即ちコンバータ 8 の S 相についての通流比は、中間相検出部 602 が選択した電圧指令 $V s^*$ によって決定される。ダイオード $D r p$ が導通する期間とダイオード $D s p$ が導通する期間との比を、 $d r t : d s t$ ($d r t + d s t = 1$) で表すことにする。中間相検出部 602 は値 $d r t$, $d s t$ を出力する。

10

【0052】

キャリア生成部 604 は電圧指令 $V r^*$, $V s^*$, $V t^*$ の最小値及び最大値 (上述の例では、それぞれ 0, 1) を採るキャリア C を出力する。例えばキャリア C は三角波である。

【0053】

比較器 603 は電圧指令 $V r^*$, $V s^*$, $V t^*$ とキャリア C とを比較する。この比較結果及び後述する半周期選択回路 608 の出力に基づいて、電流形信号論理変換部 609 がゲート信号 $S r^*$, $S s^*$, $S t^*$ を出力する。

【0054】

インバータ制御部 61 は変調波形生成部 611、演算部 612, 613、比較部 614, 615、論理和演算部 619 を備える。これらはそれぞれ特許文献 3 にいう「出力電圧指令信号生成部 21」、「演算部 22, 23」、「比較部 24」、「論理和演算部 25」と同じ機能を果たす。

20

【0055】

変調波形生成部 611 は第 1 指令値と角度 r とに基づいて相電圧指令 $V u^*$, $V v^*$, $V w^*$ を出力する。これらは出力電圧 $V u$, $V v$, $V w$ の指令値である。

【0056】

演算部 612, 613 は相電圧指令 $V u^*$, $V v^*$, $V w^*$ に対して値 $d r t$, $d s t$ に基づいて、キャリアと比較されるべき信号波を生成する。当該信号波の生成については後に概説する。

30

【0057】

比較部 614 は演算部 612 の結果をキャリア C と比較し、比較部 615 は演算部 613 の結果をキャリア C と比較する。これらの比較結果に基づいて、論理和演算部 619 がゲート信号 $S u p^*$, $S v p^*$, $S w p^*$, $S u n^*$, $S v n^*$, $S w n^*$ を出力する。

【0058】

図 5 はゲート信号 $S r^*$, $S s^*$, $S t^*$, $S u p^*$, $S v p^*$, $S w p^*$ の生成を説明するグラフである。簡単のためにデッドタイムを無視すると、ゲート信号 $S u n^*$, $S v n^*$, $S w n^*$ はゲート信号 $S u p^*$, $S v p^*$, $S w p^*$ と相補的に求められるので、ここでは示していない。

40

【0059】

キャリア C の一周期 t_s は転流比を示す値 $d s t$, $d r t$ で内分されて期間 $d s t \cdot t_s$ と期間 $d r t \cdot t_s$ とに区分される。その区分されるタイミングでコンバータ 8 の転流が行われる。上述のようにキャリア C の最小値及び最大値をそれぞれ 0, 1 とし、 $d s t + d r t = 1$ としているため、コンバータ 8 の転流は具体的には、キャリア C が値 $d r t$ を採るタイミングで行われる。

【0060】

コンバータ 8 の転流は実際には双方向スイッチ $S r$, $S s$, $S t$ のスイッチングで行われる。そして転流動作のうち、ターンオンはゲート信号 $S r^*$, $S s^*$, $S t^*$ が活性化しなければ発生しない。よって零電流転流を実現するためには、ゲート信号 $S r^*$, $S s^*$,

50

$S t^*$ の活性化するタイミングを含む期間においてインバータ5が零ベクトル V_0 、 V_7 を採ることが要求される。換言すればキャリアCが値 $d r t$ を採るタイミングを含む期間においてインバータ5が零ベクトル V_0 、 V_7 を採ることが要求される。

【0061】

より正確には、インバータ5の零ベクトル V_0 に基づく動作の終了前から継続して、双方向スイッチ $S r$ 、 $S s$ 、 $S t$ のいずれか二つをターンオンさせるためのトリガとしてゲート信号 $S r^*$ 、 $S s^*$ 、 $S t^*$ を活性化させる。インバータ5がこのような動作を行うべく、後述するような信号波とキャリアCとの比較が行われる。

【0062】

他方、ターンオフは自身に流れる電流が保持電流以下となって発生するため、擬似的ではあるが零電流転流が実現される。つまり、キャリアCが値 $d r t$ を採るタイミングにおいてインバータ5が零ベクトル V_0 、 V_7 を採れば、零電流転流のうちのターンオフも自ずと実現される。

10

【0063】

厳密には、保持電流以下の電流が流れている時点でターンオフするため、零電流転流ではない。しかし保持電流は一般に小さく、換言すれば双方向スイッチ $S r$ 、 $S s$ 、 $S t$ がオンからオフへとスイッチングする時点では殆ど電流が流れていない。よって当該スイッチングに伴うロスは小さい。

【0064】

図5ではキャリアCが値 $d r t$ を採るタイミングにおいてインバータ5が零ベクトル V_0 を採用する場合が例示されている。通常、インバータ5における電圧ベクトルの遷移は、三相のうちのいずれか一つの相において上アーム側スイッチング素子 $S q p$ と下アーム側スイッチング素子 $S q n$ との導通/非導通が切り替わることによって行われる。

20

【0065】

今、零ベクトル V_7 は採用されないので、W相の上アーム側スイッチング素子 $S w p$ が非導通であるとする、零ベクトル V_0 以外で取り得る電圧ベクトルは V_2 、 V_4 、 V_6 のいずれかである。電圧ベクトル V_2 、 V_4 の間の遷移は、一つの相において上アーム側スイッチング素子 $S q p$ と下アーム側スイッチング素子 $S q n$ との導通/非導通が切り替わることによって実現することができない。よってここでは電圧ベクトルは零ベクトル V_0 の他、電圧ベクトル V_4 、 V_6 が採用される場合が例示されている。

30

【0066】

もちろん、電圧ベクトルとして V_0 、 V_2 、 V_6 を採用するパターンであってもよい。インバータ5がこれらの電圧ベクトルのパターンのいずれを取り得るかは、出力電圧指令 $V u^*$ 、 $V v^*$ 、 $V w^*$ の大小関係に依存する。簡単のため、以下では出力電圧指令 $V u^*$ 、 $V v^*$ 、 $V w^*$ の大小関係は変動しない期間を考える。

【0067】

上述のように電圧ベクトル V_0 、 V_4 、 V_6 を採用するパターンでは、電圧ベクトル V_0 、 V_4 、 V_6 と遷移する。これらの電圧ベクトル V_0 、 V_4 、 V_6 のそれぞれがキャリアCの一周期において採用される期間を d_0 、 d_4 、 d_6 （但し $d_0 + d_4 + d_6 = 1$ ）とする。

40

【0068】

電圧ベクトル V_0 、 V_4 、 V_6 が採用される期間を期間 $d s t \cdot t_s$ 、 $d r t \cdot t_s$ で按分し、かつキャリアCが値 $d r t$ を採るタイミングが電圧ベクトル V_0 に含まれるべく、信号波として次の値が採用される： $d r t + d s t$ 、 $d r t + d s t (d_0 + d_4)$ 、 $d r t + d s t \cdot d_0$ 、 $d r t$ 、 $d r t (1 - d_0)$ 、 $d r t (1 - d_0 - d_4)$ 。

【0069】

電圧ベクトル V_0 、 V_4 、 V_6 がそれぞれ値 d_0 、 d_4 、 d_6 に対応するため、演算部612、613において行われる値 $d r t$ 、 $d s t$ と相電圧指令 $V u^*$ 、 $V v^*$ 、 $V w^*$ に基づいた演算は、それぞれ $d r t + d s t \cdot V^*$ 、 $d r t (1 - V^*)$ で代表的に示されている。ここで符号 V^* は電圧ベクトルを代表的に示している。

50

【0070】

電圧ベクトル V_0 が採用される期間ではゲート信号 S_{up}^* 、 S_{vp}^* 、 S_{wp}^* のいずれもが活性化せず、電圧ベクトル V_4 が採用される期間ではゲート信号 S_{up}^* が活性化してゲート信号 S_{vp}^* 、 S_{wp}^* は活性化せず、電圧ベクトル V_6 が採用される期間ではゲート信号 S_{up}^* 、 S_{vp}^* が活性化してゲート信号 S_{wp}^* は活性化しない。よって電圧ベクトル V_0 、 V_4 、 V_6 を採用するパターンでは、相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* はそれぞれ値 $1 - d_0$ 、 $1 - d_0 - d_4 (= d_6)$ 、 0 に選定される。

【0071】

そしてキャリア C の値を C_0 とすると、 $d_{rt} + d_{st} \cdot d_0 < C_0 < d_{rt} + d_{st} = 1$ 及び $0 < C_0 < d_{rt} (1 - d_0)$ のいずれかが満足されるときにゲート信号 S_{up}^* が活性化し、 $d_{rt} + d_{st} (d_0 + d_4) < C_0 < d_{rt} + d_{st} = 1$ 及び $0 < C_0 < d_{rt} (1 - d_0 - d_4)$ のいずれかが満足されるときにゲート信号 S_{vp}^* が活性化する。そしてゲート信号 S_{wp}^* は非活性のままである。これにより、電圧ベクトル V_0 、 V_4 、 V_6 のそれぞれがキャリア C の一周期において採用される期間の比が $d_0 : d_4 : d_6$ となる。

【0072】

キャリア C が値 $d_{rt} (1 - d_0) \sim d_{rt} \sim d_{rt} + d_{st} \cdot d_0$ を採る間においてはインバータ5は零ベクトル V_0 に基づいて動作する。よって零ベクトル V_0 に基づく動作の終了前に、双方向スイッチ S_r 、 S_s 、 S_t のいずれか二つをターンオンさせるためのトリガが双方向スイッチ S_r 、 S_s 、 S_t に与えられる。

【0073】

上述のように電圧指令 V_r^* 、 V_t^* がそれぞれ最大値及び最小値を呈する平坦区間を採り、電圧指令 V_s^* が傾斜領域を採る場合を想定するので、双方向スイッチ S_t は転流の有無に拘わらずに導通し、双方向スイッチ S_s 、 S_t は交互に導通する。キャリア C の一周期 t_s をダイオード D_{rp} が導通する期間とダイオード D_{sp} が導通する期間との比 $d_{rt} : d_{st}$ で内分して、二つの期間 $d_{rt} \cdot t_s$ 、 $d_{st} \cdot t_s$ が規定される。

【0074】

期間 $d_{rt} \cdot t_s$ ではダイオード D_{rp} が導通すべく双方向スイッチ S_r を導通させ、期間 $d_{st} \cdot t_s$ ではダイオード D_{sp} が導通すべく双方向スイッチ S_s を導通させる。但し、ゲート信号 S_r^* 、 S_s^* は、それぞれ期間 $d_{rt} \cdot t_s$ 、 $d_{st} \cdot t_s$ の開始時から、それぞれの期間の半分以上活性化することが望ましい。

【0075】

例えばゲート信号 S_r^* が活性化する期間が、期間 $d_{rt} \cdot t_s$ の開始時から当該期間の半分未満しか活性化しなければ、双方向スイッチ S_r がターンオンしない可能性がある。零ベクトル V_0 が期間 $d_{rt} \cdot t_s$ の開始時から $d_{rt} \cdot t_s / 2$ 未満の期間まで採用される可能性があり、零ベクトル V_0 が採用される期間では電流 I_{dc} が流れないからである。つまりゲート信号 S_r^* 、 S_s^* は、それぞれ期間 $d_{rt} \cdot t_s$ 、 $d_{st} \cdot t_s$ の開始時から、それぞれの期間の半分以上活性化することで、インバータ5で零ベクトル V_0 が採用される期間における自動的なターンオフを避けて、双方向スイッチ S_r 、 S_s 、 S_t がターンオンする。

【0076】

半周期選択部608は値 d_{rt} 、 d_{st} とキャリア C とを入力し、期間 $d_{rt} \cdot t_s / 2$ 、 $d_{st} \cdot t_s / 2$ とを電流形ゲート論理変換部609へ出力する。但し値 d_{rt} 、 d_{st} のいずれか一方は他方から容易に求まり、通常、キャリア C の周期 t_s は一定に設定される。よって半周期選択部608には値 d_{rt} （あるいは値 d_{st} ）を入力し、キャリア C の周期 t_s はあらかじめ記憶させておくこともできる。

【0077】

電流形ゲート論理変換部609は、比較器603においてキャリア C が値 d_{rt} 未満から値 d_{rt} に達した時にゲート信号 S_s^* の活性化を開始し、少なくとも期間 $d_{st} \cdot t_s / 2$ 以上で当該活性化を維持する。また比較器603においてキャリア C が値 d_{rt} 以

10

20

30

40

50

上から値 d_{rt} 未満となった時にゲート信号 S_{r^*} の活性化を開始し、少なくとも期間 $d_{rt} \cdot t_s / 2$ 以上で当該活性化を維持する。

【0078】

ここで例示されている状況、すなわち電圧指令 V_{r^*} 、 V_{t^*} がそれぞれ最大値及び最小値を呈する平坦区間を採る場合、ゲート信号 S_{t^*} はキャリア C の値に依存せずに活性化してもよい。あるいはゲート信号 S_{t^*} はゲート信号 S_{r^*} 、 S_{s^*} の論理和として求めてもよい。電流 I_r 、 I_s のいずれか一方が流れていれば電流 I_t は流れるので、双方向スイッチ S_t がターンオフしない。

【0079】

より簡単には半周期選択部 608 はキャリア C のみを入力してもよい。そしてゲート信号 S_{r^*} 、 S_{s^*} のいずれであってもキャリア C の値が極値（ピークもしくはバレー）を採るまではこれらを活性させ続ける。これにより、上述のようなゲート信号 S_{r^*} 、 S_{s^*} 、 S_{t^*} をより簡易に生成することができる。

10

【0080】

つまり双方向スイッチ S_r 、 S_s 、 S_t をターンオンさせるトリガは、インバータ 5 の零ベクトル V_0 に基づく動作の終了前からターンオンし、インバータ 5 のパルス幅制御で用いられるキャリア C が極値を採るまで、活性化し続けることが望ましい。

【0081】

なお、零ベクトル V_7 をも採用するパターンでは、電圧ベクトル V_0 、 V_4 、 V_6 、 V_7 、 V_6 、 V_4 、 V_0 と遷移する。このようなパターンでは、期間 $d_{rt} \cdot t_s$ 、 $d_{st} \cdot t_s$ のいずれにおいても、これらの期間内に零ベクトル V_7 が採用される。但しこれらの期間内において零ベクトル V_7 が採用されることにより、電流 I_{dc} が流れず、双方向スイッチ S_r 、 S_s がターンオフしてしまう。よってコンバータ 8 が転流するタイミングを含まない期間でインバータ 5 が零ベクトルを採用することは望ましくない。

20

【0082】

図 5 では電流 I_r 、 I_s 、 I_t 、 I_{dc} の絶対値を示している。これらを示すグラフにおいてハッチングが示された領域は、インバータ 5 に電流が流れないために、電流が流れない領域を示している。

【0083】

このように、コンバータ 8 の動作（より正確には双方向スイッチ S_r 、 S_s 、 S_t のそれぞれのターンオン）を制御するゲート信号 S_{r^*} 、 S_{s^*} 、 S_{t^*} を求めるに際して、台形波状の電圧指令 V_{r^*} 、 V_{s^*} 、 V_{t^*} とキャリア C とを比較する。そしてインバータ 5 を制御するゲート信号 S_{up^*} 、 S_{vp^*} 、 S_{wp^*} 、 S_{un^*} 、 S_{vn^*} 、 S_{wn^*} を生成するに際しては、値 d_{rt} 、 d_{st} をインバータ 5 の相電圧指令との演算結果をキャリア C と比較する。

30

【0084】

これによりコンバータ 8 の転流をインバータ 5 の零ベクトルの期間において行いつつ（すなわち零電流転流を行いつつ）、直接変換を行うことができる。そしてコンバータ 8 において電流が流れる経路において導通する素子は（添字 r 、 s 、 t を代表して添字 j を用いて）一相あたり双方向スイッチ S_j のうちのいずれか一つと、ダイオード D_{jk} のうちのいずれか一つの二つとなる。しかも、双方向スイッチ S_j を駆動するための電源は相数分で足りる。よって図 6、図 7 に示された従来の電流形コンバータと比較して、転流のための回路構成が簡単となり、また電流が流れる経路において導通する素子の数が低減される。

40

【0085】

更に、図 3 に示された構成を双方向スイッチ S_j として採用することにより、双方向スイッチ S_j を駆動するための電源を準備する必要はない。端子 J_3 、 J_4 間に流す電流は小さくて足りるので、ゲート信号 S_{r^*} 、 S_{s^*} 、 S_{t^*} をそのまま採用できるからである。

【図面の簡単な説明】

50

【 0 0 8 6 】

- 【 図 1 】 本発明が適用可能な直接形電力変換器の構成を示す回路図である。
- 【 図 2 】 双方向サイリスタの特性を模式的に示すグラフである。
- 【 図 3 】 双方向スイッチの構成を示す回路図である。
- 【 図 4 】 ゲート信号生成回路の構成を示すブロック図である。
- 【 図 5 】 ゲート信号の生成を説明するグラフである。
- 【 図 6 】 従来の直接形交流電力変換器の構成を示す回路図である。
- 【 図 7 】 従来の直接形交流電力変換器の構成を示す回路図である。

【 符号の説明 】

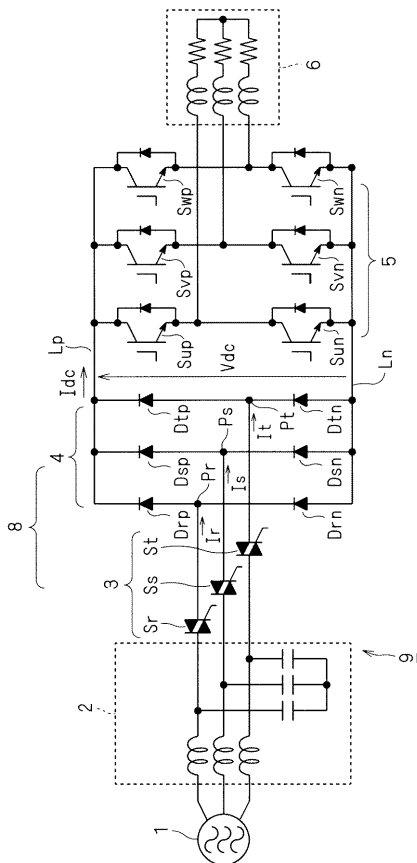
【 0 0 8 7 】

- 4 ダイオードブリッジ
- 5 インバータ
- 8 コンバータ
- 9 直接形交流電力変換装置
- C キャリア
- I d c 整流電流
- I r , I s , I t 入力電流
- L p , L n 直流電源線
- P r , P s , P t 入力端
- S r , S s , S t 双方向スイッチ
- V d c 電圧
- V u , V v , V w 交流電圧

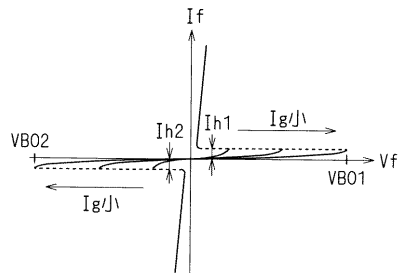
10

20

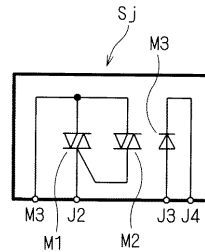
【 図 1 】



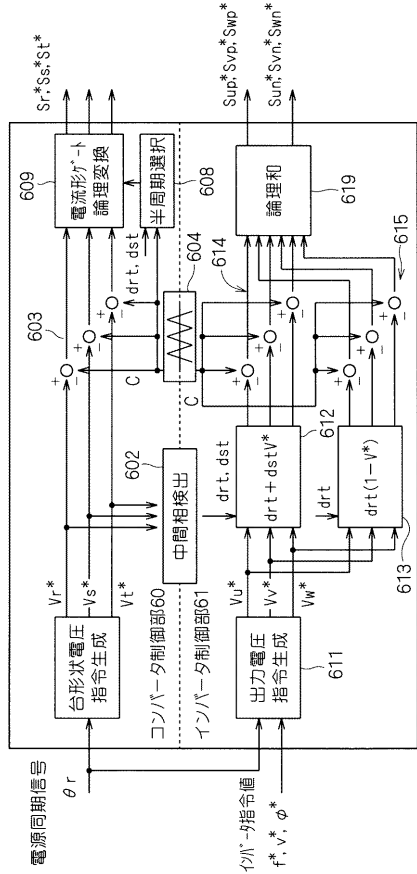
【 図 2 】



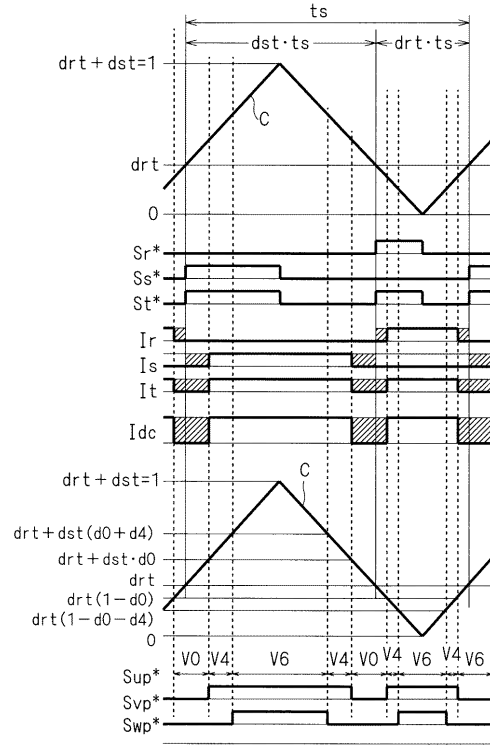
【 図 3 】



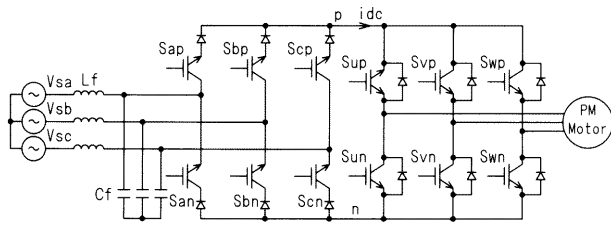
【 図 4 】



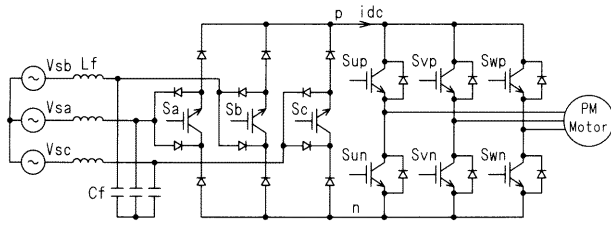
【 図 5 】



【 図 6 】



【 図 7 】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5H007 BB06 CA01 CB05 CC12 CC23 DB01 EA02